

Japanese Laid-Open Patent Publication No. 2000-501587

[Abstract]

The present invention is to solve a bandwidth problem caused by lack of frequency resource by achieving constant  
5 amplitude characteristics, required in a non-linear communication system, basically based on a structure of 16-QAM, i.e., 16-Quadrature Amplitude Modulation scheme. Further, in the present invention, in the 16-QAM scheme for modulating four data bits as a unit, the number of information bits is set at  
10 three, and one parity bit is added. A data value of the parity bit is determined so as to meet an amplitude condition interpreted from a QAM modulation signal.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2000-501587

(P2000-501587A)

(43) 公表日 平成12年2月8日(2000.2.8)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード(参考)
H 0 4 L 27/34		H 0 4 L 27/00	E
1/00		1/00	F
27/00		27/00	B

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求(全 26 頁)

(21) 出願番号 特願平10-514532  
 (86) (22) 出願日 平成9年9月19日(1997.9.19)  
 (85) 翻訳文提出日 平成10年5月21日(1998.5.21)  
 (86) 国際出願番号 PCT/KR97/00176  
 (87) 国際公開番号 WO98/12850  
 (87) 国際公開日 平成10年3月26日(1998.3.26)  
 (31) 優先権主張番号 1996/41512  
 (32) 優先日 平成8年9月21日(1996.9.21)  
 (33) 優先権主張国 韓国 (KR)  
 (81) 指定国 DK, FI, JP, SE

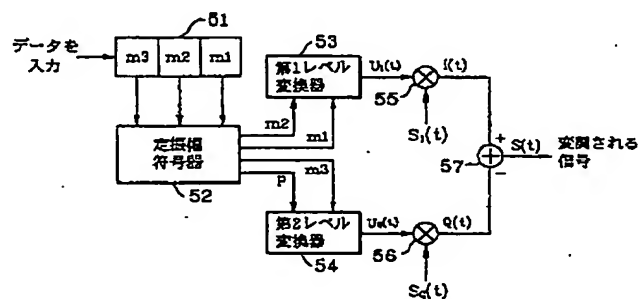
(71) 出願人 ダイユ テレコム リミテッド  
 大韓民国 404-250 インチョン ソーグ  
 カザードン 531-1  
 (72) 発明者 バク イン セ  
 大韓民国 411-320 キョンキード ゴヤ  
 ン-シ タンヒュン-ドン 1473  
 (72) 発明者 リ ウ ヒュン  
 大韓民国 131-203 ソウル ジュンラン  
 -グ メンモク-3-ドン 498-6  
 (74) 代理人 弁理士 斎藤 栄一

(54) 【発明の名称】 定振幅特性を有する直交振幅変調方法及びその装置

## (57) 【要約】

本発明は基本的に16-QAM、すなわち16-直交振幅変調方式の構造を基にして非線形通信系で求められる定振幅特性を実現することにより周波数資源の欠如による帯域幅問題を解決するためのものである。また、本発明においては4ビットのデータビットを単位にして変調を施す16-QAM変調方式について情報ビットを3ビットにし、1ビットのパリティービットを付加する。ここで、前記パリティービットはQAM変調信号から解釈された定振幅条件を満たすようにそのデータ値が決定される。

図5



## 【特許請求の範囲】

1. データビットを4ビット単位に変調して送信するようになった直交振幅変調方法において、

情報ビットの3ビットについて1ビットのパリティービットを付加して直交振幅変調することを特徴とする直交振幅変調方法。

2. 前記パリティービットは情報ビットの3ビットについて定振幅特性を有することを特徴とする請求項1に記載の直交振幅変調方法。

3. 所定ビット数の情報ビットを入力する情報ビット入力段階と、

前記情報ビットについて所定ビット数のパリティービットを付加し、パリティービットの付加されたデータビットが定振幅特性を有するようにするパリティービット付加段階と、

前記パリティービットの付加されたデータビットを直交振幅変調する変調段階を含めて構成されることを特徴とする直交振幅変調方法。

4. 3ビットの情報ビットを入力する情報ビット入力段階と、

前記情報ビットについて1ビットのパリティービットを付加し、4ビットのデータビットが定振幅特性を有するようにするパリティービット付加段階と、

前記4ビットのデータビットを2ビットの単位にしてそのデータ値に應ずる第1及び第2レベル信号に変換するレベル変換段階と、

前記第1レベル信号について第1正弦波信号を混合する第1変調段階と、

前記第2レベル信号について第2正弦波信号を混合する第2変調段階と、

前記第1及び第2変調段階で変調された信号を加算して出力する変調信号出力段階を含めて構成されることを特徴とする直交振幅変調方法。

5. 前記第1及び第2レベル信号は-1、+1、-3、+3の値のうち少なくとも一つのレベル値を有することを特徴とする請求項4に記載の直交振幅変調方法。

6. 前記第1及び第2レベル信号は-1.18~-1.25、+1.18~+1.25、-2.90~-2.95、+2.90~+2.95の値のうち少なくとも一つのレベル値を有することを特徴とする請求項4に記載の直交振幅変調方

法。

7. 前記第1及び第2レベル信号は $-1.21$ 、 $+1.21$ 、 $-2.92$ 、 $+2.92$ の値のうち少なくとも一つのレベル値を有することを特徴とする請求項4または6に記載の直交振幅変調方法。

8. 3ビットの情報ビット入力について1ビットのパリティビットを付加して出力する符号化手段と、

前記符号化手段から出力される4ビットのうちそれぞれ2ビットのデータ値に  
応ずるレベル信号を出力する第1及び第2レベル変換手段と、

前記第1レベル変換手段から出力されるレベル信号について第1正弦波信号を  
混合する第1ミキサと、

前記第2レベル変換手段から出力されるレベル信号について第2正弦波信号を  
混合する第2ミキサと、

前記第1及び第2ミキサから出力される信号を加算して出力する加算手段を含  
めて構成されることを特徴とする直交振幅変調装置。

9. 前記第1及び第2レベル変換手段は入力される2ビットのデータを $-1$ 、 $+1$ 、 $-3$ 、 $+3$ の値のうち少なくとも一つのレベル信号に変換することを特徴  
とする請求項8に記載の直交振幅変調装置。

10. 前記第1及び第2レベル変換手段は入力される2ビットのデータを $-1.18 \sim -1.25$ 、 $+1.18 \sim +1.25$ 、 $-2.90 \sim -2.95$ 、 $+2.90 \sim +2.95$ の値のうち少なくとも一つのレベル信号に変換することを特  
徴とする請求項8に記載の直交振幅変調装置。

11. 前記第1及び第2レベル変換手段は入力されるデータを $-1.21$ 、 $+1.21$ 、 $-2.92$ 、 $+2.92$ の値のうち少なくとも一つのレベル信号に変  
換することを特徴とする請求項8または10に記載の直交振幅変調装置。

12. 前記符号化手段は入力される3ビットの情報ビットに基づきパリティビ  
ットを生成することを特徴とする請求項8に記載の直交振幅変調装置。

13. 前記第1レベル変換手段は入力される2ビット信号が $'00'$ の場合に  
 $'-2.92'$ 、 $'01'$ の場合に $'-1.21'$ 、 $'10'$ の場合に $'+1.21'$ 、 $'11'$ の場合に $'+2.92'$ のレベル信号に変換し、

前記第2レベル変換手段は入力される2ビット信号が‘00’の場合に‘-1.21’、‘01’の場合に‘-2.92’、‘10’の場合に‘+2.92’、‘11’の場合に‘+1.21’のレベル信号に変換することを特徴とする請求項8または13に記載の直交振幅変調装置。

14. 前記符号化手段は入力される情報ビットに含まれているデータ‘1’の個数が奇数の場合は‘1’のパリティビットを付加し、入力される情報ビットに含まれている‘1’の個数が偶数の場合は‘0’のパリティビットを付加することを特徴とする請求項12または13に記載の直交振幅変調装置。

15. 前記第1レベル変換手段は入力される2ビット信号が‘00’の場合に‘-3’、‘01’の場合に‘-1’、‘10’の場合に‘+1’、‘11’の場合に‘+3’のレベル信号に変換し、

前記第2レベル変換手段は入力される2ビット信号が‘00’の場合に‘-1’、‘01’の場合に‘-3’、‘10’の場合に‘+3’、‘11’の場合に‘+1’のレベル信号に変換することを特徴とする請求項8または9に記載の直交振幅変調装置。

16. 前記符号化手段は入力される情報ビットに含まれているデータ‘1’の個数が奇数の場合は‘1’のパリティビットを付加し、入力される情報ビットに含まれている‘1’の個数が偶数の場合は‘0’のパリティビットを付加することを特徴とする請求項15に記載の直交振幅変調装置。

17. 前記符号化手段は入力される情報ビットを加算する加算器を含めて構成されることを特徴とする請求項14に記載の直交振幅変調装置。

## 【発明の詳細な説明】

発明の名称

定振幅特性を有する直交振幅変調方法及びその装置

技術分野

本発明は直交振幅変調 (QAM) に係り、特に 16-直交振幅変調方式において変調された信号が定振幅特性を有するようにする直交振幅変調方法及び装置に関する。

背景技術

最近、社会の情報化につれ個人通信用端末機器や移動通信用端末機器のような多様な通信用端末機器が開発され普及されている。

かかる通信用端末機器は一般にデジタル方式で動作し、かつその信号伝送媒体として空中波伝送網を用いるので、信号の送受信はデータビットについて所定周波数の正弦波、例えばサイン波やコサイン波を混合するデジタル変調方式を採用している。

現在、前述した移动通信や個人通信分野においてはそのデジタル変調方式として主に PSK (Phase Shift Keying) や QPSK (Quadrature PSK) 方式を採用している。

しかし、限定された周波数資源を使用すべき現在の通信環境に鑑みる際、前述した変調方法は画像データの伝送のような高速及び大量の情報伝送が求められる使用環境に應ずることのできない問題点がある。

従って、最近では既存の PSK 方式や QPSK 方式に比べて大きい帯域幅効率が得られるようになった直交振幅変調方式に対する研究が活発になされつつある。

図 1 は現在概念化されている直交振幅変調装置、特に 16-直交振幅変調装置 (16-QAM) を示したブロック構成図である。

図 1 において、参照番号 11 は 4 ビットのデータを直列に入力されこれを並列

に出力する直列／並列変換器であり、12 はこの直列／並列変換器 11 から出力

される2ビットデータ ( $I$ 、 $\bar{I}$ ) を該当データ値に応ずるレベル信号に変換する

第1レベル変換器、13は前記直列／並列変換器11から出力される2ビットデータ  $Q$ 、 $\bar{Q}$  を該当データ値に応ずるレベル信号に変換する第2レベル変換器である。

ここで、前記第1及び第2レベル変換器12、13は例えば次の表1のように入力されるデータにより所定のレベル信号を出力する。

【表1】

$I (Q)$	$\bar{I} (\bar{Q})$	出力 (V)
0	0	-1
0	1	-3
1	0	+1
1	1	+3

また、図において参照番号14は前記第1レベル変換器12から出力されるレベル信号について所定の周波数 ( $\omega_0$ ) を有する第1正弦波信号、すなわち  $\cos \omega_0 t$  を混合する第1ミキサであり、15は前記第2レベル変換器13から出力されるレベル信号について前記第1正弦波信号  $\cos \omega_0 t$  と同一な周波数  $\omega_0$  を有しながら位相差が  $90^\circ$  の第2正弦波信号、すなわち  $\sin \omega_0 t$  を混合する第2ミキサ、16は前記第1及び第2ミキサ14、15から出力されるIチャンネル信号 [ $I(t)$ ] とQチャンネル [ $Q(t)$ ] を加算して出力する加算器である。

すなわち、前述した構成よりなる直交振幅変調装置においては4ビットのデータが同時に変調され出力される。従って、一つのデータビットに該当する信号区間を  $Tb$  とする際、直列／並列変換器11に4ビットのデータが入力される  $4Tb$  の時間の間それぞれのデータビットが出力されることとなる。

一方、図2は空中波伝送網に出力される変調信号の周波数スペクトルを示したグラフであって、周知の通り送受信周波数の帯域幅は信号の周期を  $T$  とする際  $1/T$  と設定される。

従って、前述した直交振幅変調方式による信号の帯域幅は  $1/(4Tb)$  にな

ることにより、従来のPSK方式における $1/Tb$ やQPSK方式における $1/(2Tb)$ に比べて帯域効率が4倍または2倍ほど向上される。

一方、図3は前述した通り、直交振幅変調された信号を受信して復調するための受信装置の構成を示した構成図である。

図において、参照番号31は受信される直交振幅変調信号について所定の周波数( $\omega_0$ )を有する第1正弦波信号、すなわち $\cos \omega_0 t$ を混合する第3ミキサであり、32は受信される直交振幅変調信号について第1正弦波信号 $\cos \omega_0 t$ と同一な周波数 $\omega_0$ を有しながら位相差が $90^\circ$ の第2正弦波信号、すなわち $\sin \omega_0 t$ を混合する第4ミキサである。

また、図において参照番号33は前記第3ミキサ31から出力される信号を積分する第1積分回路であり、34は前記第4ミキサ32から出力される信号を積分する第2積分回路、35は前記第1積分回路33から出力される積分信号のレベルを判定して該当レベルに応ずる2ビットのデータを出力する第1レベル判定回路、36は前記第2積分回路34から出力される積分信号のレベルを判定して該当レベルに応ずる2ビットのデータを出力する第2レベル判定回路である。

そして、図面において参照番号37は前記第1及び第2レベル判定回路35、36から出力されるデータビットを並列に入力して直列に出力する並列/直列変換器である。

すなわち、前述した構成においては図2に示した直交振幅変調装置から、例えば $\cos \omega_0 t - \sin \omega_0 t$ の信号が入力される。

一方、前述した入力信号が第1ミキサ31を通過すれば、 $\cos^2 \omega_0 t - \cos \omega_0 t \cdot \sin \omega_0 t$ となり、次いでこの信号が第1積分回路33により積分さ

れれば、 $\int_0^{Tb} \cos^2 \omega_0 t dt - \int_0^{Tb} \cos \omega_0 t \cdot \sin \omega_0 t dt$ となる。そして、これは再び、

【数1】

$$\int_0^{Tb} \frac{1}{2} dt + \int_0^{Tb} \frac{1}{2} \cos 2 \omega_0 t dt - \int_0^{Tb} \cos \omega_0 t \cdot \sin \omega_0 t dt$$

と表示される。

従って、前記数式 1 において、 $\int_0^{T_b} \frac{1}{2} \cos 2 \omega_0 t dt$  と  $\int_0^{T_b} \cos \omega_0 t \cdot \sin \omega_0 t dt$  の値が 0 となるので、結局第 1 積分回路 35 では  $\int_0^{T_b} \frac{1}{2} dt$  の信号成分のみ残される。

すなわち、前述した方法を通して第 1 及び第 2 積分回路 33、34 では  $\pm A$  (

$A$  は所定値) のレベル信号が出力され、この信号が第 1 及び第 2 レベル判定回路 35、36 に印加されることにより第 1 及び第 2 レベル判定回路 35、36 から本来のデータが復調され出力される。

しかし、前述した従来の直交振幅変調方式においては次のような問題点がある。

すなわち、前述した直交振幅変調装置において、例えば変調装置に入力されるデータを '0000 1011 0110' とする際、第 1 ミキサ 14 から出力される信号  $[I(t)]$  は図 4 A、第 2 ミキサ 15 から出力される信号  $[Q(t)]$  は図 4 B のようになる。

従って、加算器 16 を通して出力される信号  $[S(t)]$  は図 4 C のように変調されるデータにより信号の振幅が相違になる。

一方、無線通信においてはアンテナを介して出力される信号のレベルを増幅させるのが必要なので、通常アンテナの前端に高出力増幅器を使用する。特に衛星通信システムにおいては地上局と人工衛星とのデータ送受信が求められるので出力端に高出力増幅器が必須に使われる。

前述した高出力増幅器においては電力効率を高めるため、通常 C 級増幅器を採用する。ところが、かかる C 級増幅器は入力対出力特性が非線形特性を有するので、入力信号の振幅が変われば、その振幅信号の変動により位相成分が変動される結果を招く、これは結局システムの性能を劣化させる要因となる。

従って、一般に C 級増幅器のような高出力増幅器では入力信号の定振幅特性が求められる。

ところが、前述したように従来の直交振幅変調方式においては出力信号の振幅が出力データにより変動される。従って、直交振幅変調方式はその帯域幅効率が大きいという長所があるにもかかわらず、非線形通信システムには使用できない

短所がある。

本発明は前述した事情に鑑みて創出されたものであって、定振幅特性を有する直交振幅変調 (C e Q A M) 方法及び装置を提供するところにその目的がある。

#### 発明の開示

前述した目的を達成するための本発明の第1観点による直交振幅変調方法は、3ビットの情報ビットを入力する情報ビット入力段階と、前記情報ビットについて1ビットのパリティビットを付加し、4ビットのデータビットが定振幅特性を有するようにするパリティビット付加段階と、前記4ビットのデータビットを2ビットの単位にしてそのデータ値に対応する第1及び第2レベル信号に変換するレベル変換段階と、前記第1レベル信号について第1正弦波信号を混合する第1変調段階と、前記第2レベル信号について第2正弦波信号を混合する第2変調段階、及び前記第1及び第2変調段階で変調された信号を加算して出力する変調信号出力段階を含めて構成されたことを特徴とする。

また、本発明の第2観点による直交振幅変調装置は、3ビットの情報ビット入力について1ビットのパリティビットを付加して出力する符号化手段と、前記符号化手段から出力される4ビットのうちそれぞれ2ビットのデータ値に応ずるレベル信号を出力する第1及び第2レベル変換手段、前記第1レベル変換手段から出力されるレベル信号について第1正弦波信号を混合する第1ミキサ、前記第2レベル変換手段から出力されるレベル信号について第2正弦波信号を混合する第2ミキサと、前記第1及び第2ミキサから出力される信号を加算して出力する加算手段を含めて構成されることを特徴とする。

また、前記第1及び第2レベル変換手段は入力される2ビットのデータを $-1.21$ 、 $+1.21$ 、 $-2.92$ 、 $+2.92$ の値のうち少なくとも一つのレベル信号に変換することを特徴とする。

#### 図面の簡単な説明

本発明の容易な理解と、明細書の一構成要素として明細書上に含まれた次の図面は本発明の実施例を説明し、詳細な説明部と共に本発明の原理を説明するために提供される。

図1は一般の16-直交振幅変調装置を示したブロック構成図である。  
 図2は直交振幅変調装置の帯域幅効率を説明するためのグラフである。  
 図3は16-直交振幅変調された信号を復調するための復調装置を示したブロック構成図である。

図4は従来の直交振幅変調方式の問題点を説明するための変調信号図である。  
 図5は本発明の一実施例による16-定振幅直交振幅変調装置の構成を示したブロック構成図である。  
 図6は図5において定振幅符号器の一例を示した構成図である。  
 図7は本発明による定振幅直交振幅変調装置の出力波形を示した変調信号図である。  
 図8は本発明の一実施例による復調装置の構成を示したブロック構成図である。  
 図9及び図10は本発明による定振幅直交振幅変調方式の信号空間図である。  
 図11は本発明による定振幅直交振幅変調方式のシンボルエラー率を説明するためのグラフである。

#### 発明を実施するための最良の態様

本発明の実施例が詳細に紹介され、この例は添付した図面に説明されている。

以下、添付した図面に基づき本発明の実施例を説明する。

まず、本発明の基本的な概念を説明する。

図1から分かるように、加算器16から出力される変調信号 $[S(t)]$ は、

【数2】

$$S(t) = U_I(t) \cos \omega_0 t - u_Q(t) \sin \omega_0 t$$

となり、これは再び次の数式3のように表現される。

【数3】

$$S(t) = A(t) \sin(\omega_0 t - \theta(t))$$

また、ここで振幅成分 $A(t)$ と位相成分 $\theta(t)$ は次の数式4及び数式5で表示される。

【数4】

$$A(t) = \sqrt{U_I(t)^2 + U_Q(t)^2}$$

【数5】

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{U_Q(t)}{U_I(t)} \right]$$

一方、前記直交振幅変調された出力信号  $[S(t)]$  が定振幅特性を有するためには、前記数式3に示した振幅成分  $[A(t)]$  が一定した値を有すべきなので、前記数式3から次のような定振幅条件が得られる。

【数6】

$$A(t) = \sqrt{U_I(t)^2 + U_Q(t)^2} = \text{一定}$$

すなわち、

【数7】

$$U_I(t)^2 + U_Q(t)^2 = \text{一定であり、}$$

【数8】

$$|U_I(t)| \neq |U_Q(t)|$$

の関係が得られる。

一方、前記表1から示したように、 $-1$ 、 $-3$ 、 $+1$ 、 $+3$ のレベル値を使用する16-直交振幅変調方式で前記数7及び数8を満たすレベル対  $(U_I, U_Q)$  を求めると、次の八種が得られる。

すなわち、 $(-3, -1)$ 、 $(-3, +1)$ 、 $(-1, -3)$ 、 $(-1, +3)$ 、 $(+1, -3)$ 、 $(+1, +3)$ 、 $(+3, -1)$ 、 $(+3, +1)$ 。

ところが、図1で説明した通り、前記レベル対  $(U_I, U_Q)$  の値は任意に決定されることなく、送信する4ビットのデータによりその値が相違になるので、変調する4ビットデータに基づき定振幅特性を満足させるのは不可能になる。

これに、本発明者らは4ビットのデータ単位に送信データを変調するようになった16-直交振幅変調方式において変調して送信するデータを3ビットのビット単位に限定し、これに1ビットのパリティビットを付加することにより出力信号が定振幅特性を有するようにする方法を研究した。

すなわち、図1で説明したIチャンネルとQチャンネルのデータにおいて、IチャンネルとQチャンネルのそれぞれのデータ値によるレベル変化値を、例えば次の表2及び表3のように設定し、また、Iチャンネルのデータを送信するデータに固定し、Qチャンネルのデータに定振幅特性が満足されるようパリティビットPを付加することとすれば、表3に示した通りの変調するデータによるパリ

ティービットが求められる。

〔表2〕 Iチャンネルレベル変換表

I	$\bar{I}$	出力 (V)
0	0	-3
0	1	-1
1	0	+1
1	1	+3

〔表3〕 Qチャンネルレベル変換表

Q	$\bar{Q}$	出力 (V)
0	0	-1
0	1	-3
1	0	+3
1	1	+1

〔表4〕 パリティビットとそれによるレベル変換表

I	$\bar{I}$	Q	P	I 出力	Q 出力
0	0	0	0	-3	-1
0	0	1	1	-3	+1
0	1	0	1	-1	-3
0	1	1	0	-1	+3
1	0	0	1	+1	-3
1	0	1	0	+1	+3
1	1	0	0	+3	-1
1	1	1	1	+3	+1

一方、前記表2ないし表4においてIチャンネルデータとQチャンネルデータによるレベル変換値は特定例に限定されない。また、パリティビットの付加のためのチャンネルもQチャンネルに限定されずIチャンネルに付加することと設定できるが、いずれの場合も前述した概念を通して同一な方式で出力信号の定振幅特性を実現できる。

図5は前述した概念を実現した本発明による直交振幅変調装置の構成を示したブロック構成図である。

図5において、参照番号51は3ビットの直列データ $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ を入力されこれを並列に出力する直列／並列変換器であり、52はこの直列／並列変換器51から印加される3ビットのデータ $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ について所定のパリティ

イービットを付加して定振幅特性を有する4ビットのデータ $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ 、 $p$ を生成する定振幅符号器である。

また、図面において参照番号53は前記定振幅符号器52から出力されるIチャンネル用の2ビットのデータ $m_1$ 、 $m_2$ を該当データ値に応ずるレベル信号に変換する第1レベル変換器であり、54は前記定振幅符号器52から出力されるQチャンネル用の2ビットデータ $m_3$ 、 $p$ を該当データ値に応ずるレベル信号に変換する第2レベル変換器である。

また、図において55は前記第1レベル変換器53から出力される信号 $[U_I(t)]$ について所定の第1正弦波信号 $[S_I(t)]$ を混合する第1ミキサであり、56は前記第2レベル変換器54から出力される信号 $[U_Q(t)]$ について所定の第2正弦波信号 $[S_Q(t)]$ を混合する第2ミキサであって、ここで前記第1及び第2正弦波信号 $[S_I(t)$ 、 $S_Q(t)]$ は図1の通り $\cos$ 波や $\sin$ 波を使用できる。

そして、図面において参照番号57は前記第1及び第2ミキサ55、56から出力されるIチャンネル信号 $[I(t)]$ とQチャンネル信号 $[Q(t)]$ を加算して出力する加算器である。

前述した構成において定振幅符号器52は、直列／並列変換器51から出力される3ビットのデータ $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ について所定のパリティイービット $p$ を付加して全体的に定振幅特性を有する4ビットデータ $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$ 、 $p$ を生成する。

すなわち、前述した表4においては3ビットデータの値を加算した値がパリティイービットとして定められる。

従って、前述した表4に基づく際、前記定振幅符号器52は図6に示した通り

、入力されるデータ  $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$  をそのまま出力しながら、その3ビットのデータ  $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$  を加算器 61 に加算して出力する構成となる。

勿論、前述した通り、前記定振幅符号器 52 は特定構成に限定されず、第1及び第2レベル変換器 53、54 で変換される信号のレベルに対応して設計されるべきであろう。

前述した直交振幅変調装置においては第1及び第2レベル変換器 53 に印加さ

れるデータが定振幅符号器 52 により符号化される。従って、図7に示した通り、Iチャンネル信号  $[I(t)]$  の振幅とQチャンネル信号  $[Q(t)]$  の振幅が相互補完的に設定されることにより、出力端を通して出力される変調信号  $[S(t)]$  の振幅が均一になる。

図8は前述した直交振幅変調装置により出力される変調信号を復調するための復調装置の構成を示した。

図8において、参照番号 81 は前述した直交振幅変調装置から受信された信号について所定の第1正弦波信号  $[S_I(t)]$  を混合する第3ミキサであり、82 は直交振幅変調装置から受信された信号について前記第1正弦波信号  $[S_I(t)]$  と  $90^\circ$  の位相差を有する第2正弦波信号  $[S_Q(t)]$  を混合する第4ミキサである。

また、図面において、参照番号 83 は前記第3ミキサ 81 から出力される周波数信号を積分する第1積分回路であり、84 は前記第4ミキサ 82 から出力される周波数信号を積分する第2積分回路である。

また、図面において、参照番号 85 は前記第1積分回路 83 から出力される信号のレベルに依ずる2ビットのデータ  $m_1$ 、 $m_2$  を出力する第1レベル判定回路であり、86 は前記第2積分回路 84 から出力される信号のレベルに対応する2ビットのデータ  $m_3$ 、 $p$  を出力し、そのうち一つのビットデータ  $p$  をパリティビットとして出力する第2レベル判定回路である。

そして、図面において参照番号 87 は前記第1及び第2レベル判定回路 85、86 から出力される3ビットデータ  $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_3$  を並列に入力して、これを直列に順次出力する並列/直列変換器である。

すなわち、前述した構成よりなる復調装置においては、図3で説明した従来の復調装置と実質的に同一な構成を有し、ただし第2レベル判定回路86から出力される1ビットをパリティビットとして検出すれば良い。

従って、従来の復調装置をそのまま使用できるようになるので、追加費用なしに本発明による直交振幅変調方法を採用して使用できる。

一方、図9は本発明による直交振幅変調方法の信号空間図である。図から分かるように、本発明の直交振幅変調方法においては、それぞれの信号点が中心点を

基準として同一な距離上に配置されて定振幅特性が実現されたことを示している。

ところが、前記信号空間図を検討してみる際、例えばデータ‘1010’とデータ‘1111’の空間距離に比べてデータ‘1111’とデータ‘1100’間の空間距離が相対的に小さく設定されるところ、これはシステム性能の効率を制限することになる。

これに、本発明者らが研究して見た結果によれば、データビットを変調するにおいてその変換レベルを従来の $\pm 1$ 、 $\pm 3$ ではなく $\pm 1.21$ 、 $\pm 2.92$ と設定する際、最適の信号空間分布が得られて略20.1%の最小空間距離増加が得られ、かつ略 $\pm 1.18 \sim \pm 1.25$ と $\pm 2.90 \sim \pm 2.95$ の範囲内で割合に良好な最小空間距離が得られることが分かった。

図10は前述した通り、データビットに対する変換レベルを $\pm 1.21$ と $\pm 2.92$ にした場合を示した信号空間図であって、図9及び図10を比較してみると、図10においては各信号点が空間上に均一に分布され最小空間距離が増加されることがわかる。

以上説明したように、前記実施例によれば、帯域幅効率が大きい直交振幅変調方式について定振幅特性を満足させることにより非線形系通信システムにも容易に適用できる定振幅直交振幅変調 (CeQAM) 方法を提供できる。

また、前記実施例においては定振幅特性の実現のために付加されるパリティビットにより最小ハミング距離 $H_{\min}$ が増加されることにより、ユクリッド距離、すなわち信号波形の非同一性が増加される。

すなわち、一般にSN比（信号対雑音比）に対する信号のエラー率（ $P^*_E$ ）は次の式で近似して示せる。

【数9】

$$P^*_E \approx 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \cos \theta e^{-\gamma \sin^2 \theta} d\theta$$

そして、前記数9は  $P^*_E \approx 1 - \left(1 - \int_{\sqrt{\gamma} \sin \pi/M}^{\infty} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \cos \theta e^{-u^2} du\right)$  となつて、  
 $P^*_E \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma} \sin \frac{\pi}{M}\right)$  のように表示されるので、信号エラー率（ $P^*_E$ ）は次の式で

示される。

【数10】

$$P^*_E = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right)$$

ここで、 $\gamma$ はSN比であり、 $M$ は信号点の数であり、 $E_s$ は平均シンボルエネルギーである。一方、ハミング距離を考えた場合の信号エラー率は

【数11】

$$2Q\left(\sqrt{\frac{H_{\min} \times R \times 2 E_s}{N_0}} \cdot \sin \frac{\pi}{M}\right)$$

となる。但し、ここで $H_{\min}$ は最小ハミング距離であり、 $R$ は符号化率である。

そして、本発明による直交振幅変調方法においては最小ハミング距離が2であり、符号化率が3/4となるので、前記数式10は次の数式11のように示せる。

【数12】

$$2Q\left(\sqrt{\frac{1.5 \times 2 E_s}{N_0}} \cdot \sin \frac{\pi}{M}\right)$$

従つて、前記数式12は前記数式10に比べて、 $\sqrt{1.5}$ 倍、すなわち1.2

2倍ほどユークリッド距離が増加される。

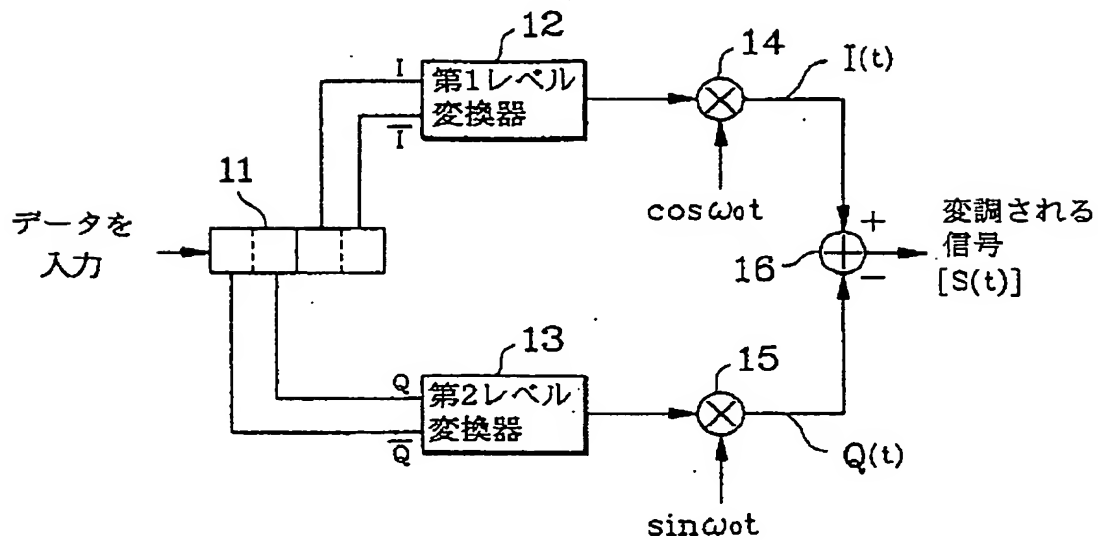
一方、図11はそれぞれのデジタル変調方式によるシンボルエラー率を示した特性曲線図であつて、本発明による定振幅直交振幅変調方式（16-CeQAM）は既存の16-直交振幅変調方式（16-QAM方式）に比べてBER=10<sup>-5</sup>で略3.7dBほど性能が向上されることが分かる。

前述したように、本発明は伝送される変調信号を16-QAMシステムで一定したエンベロープを有させることにより、QAMシステムが非線形通信システムに適用されうる。さらに、本発明では、最小ハミング距離は情報ビットに追加されたパリティビット全体にかけて増加するので、従来のQAMシステムを成功的に作動させる。

本発明によるCEQAM方法及び装置は本技術分野の通常の知識を持つ者なら、本発明の保護範囲を逸脱しないレベルでこれより多様な変形が可能であることが理解できよう。したがって、本発明は添付した請求の範囲及びその均等物の範囲内で多様な変形が可能である。

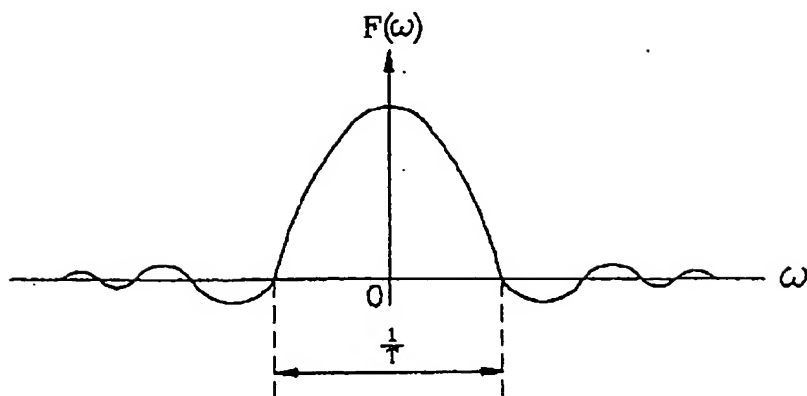
【図1】

図1



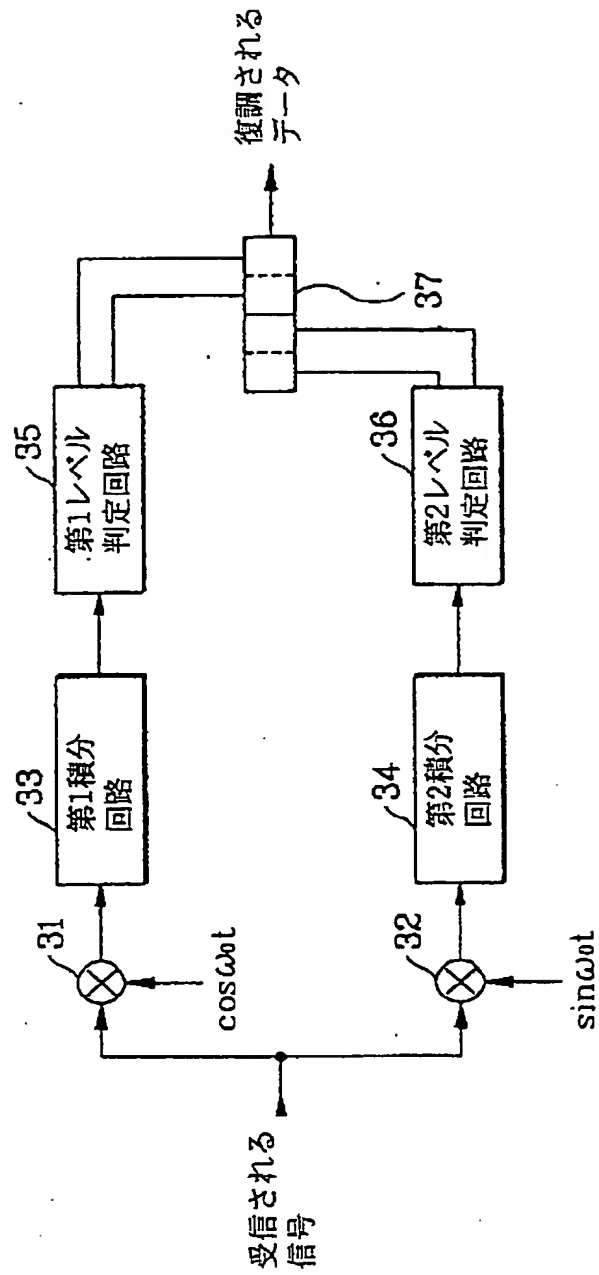
【図2】

図2



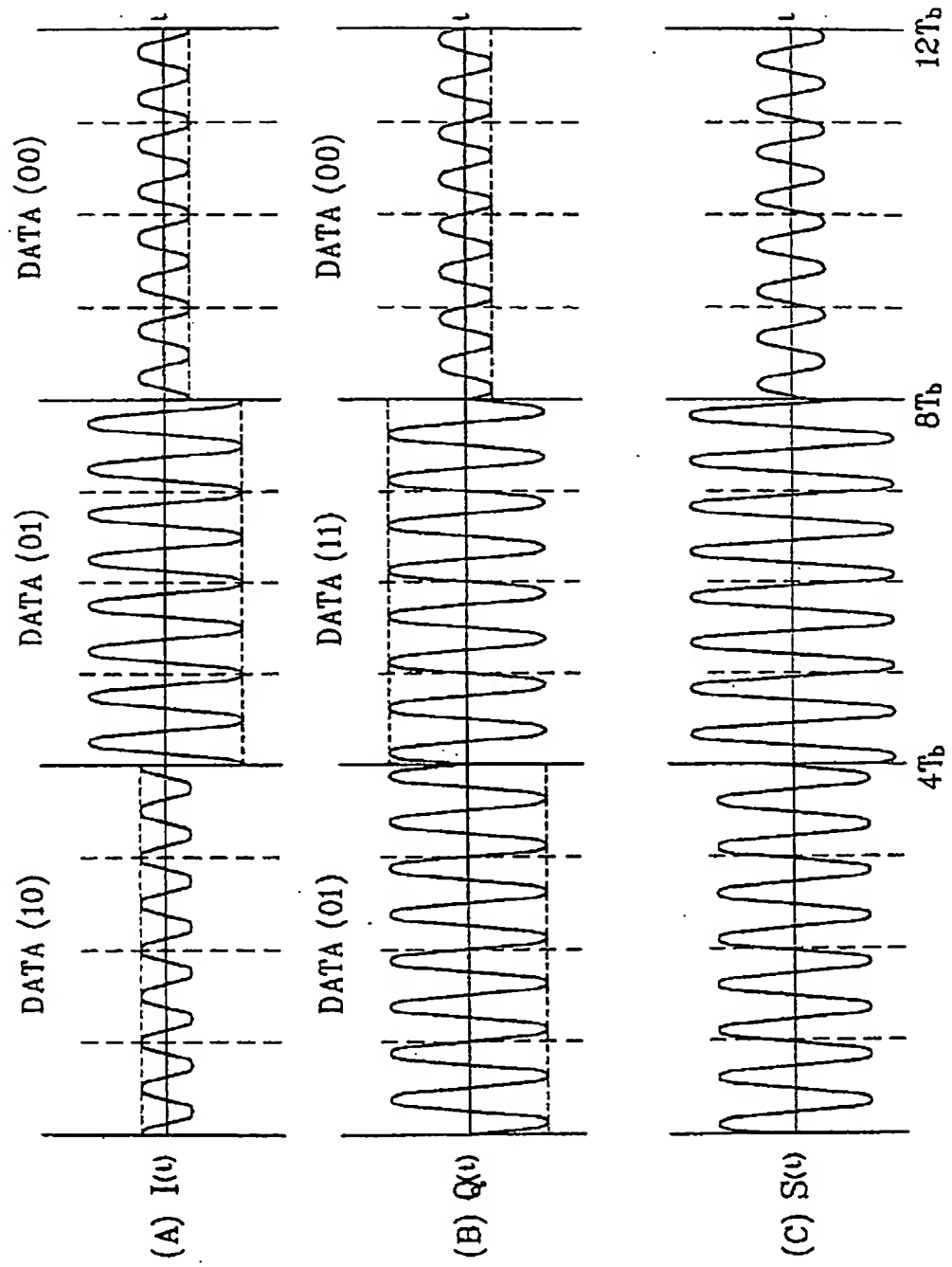
【図3】

図3



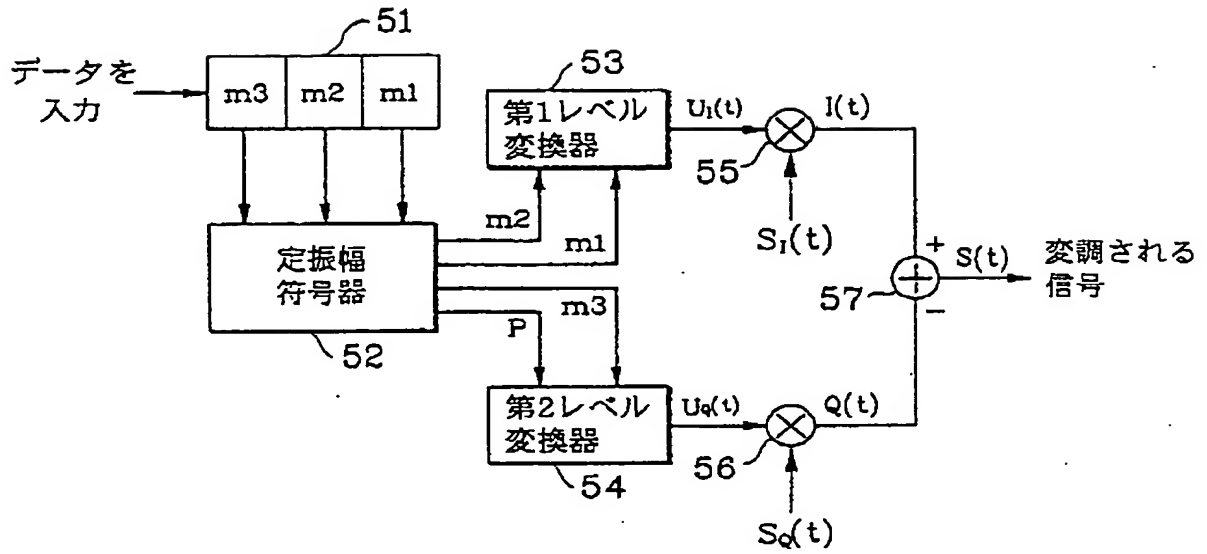
【図4】

図4



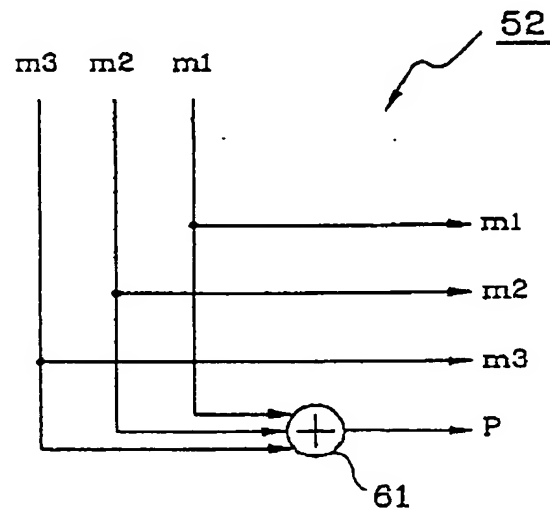
【図5】

図5



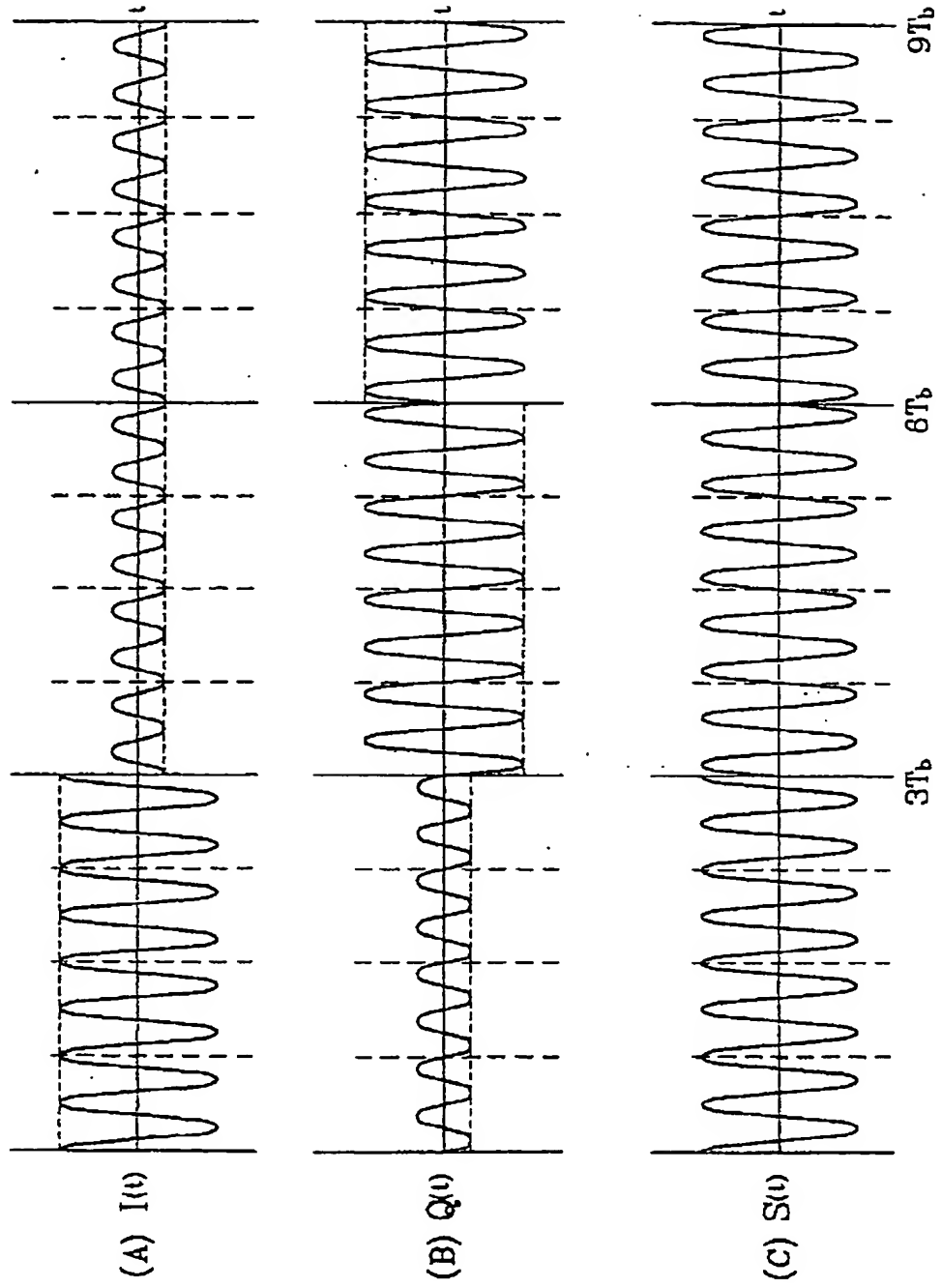
【図6】

図6



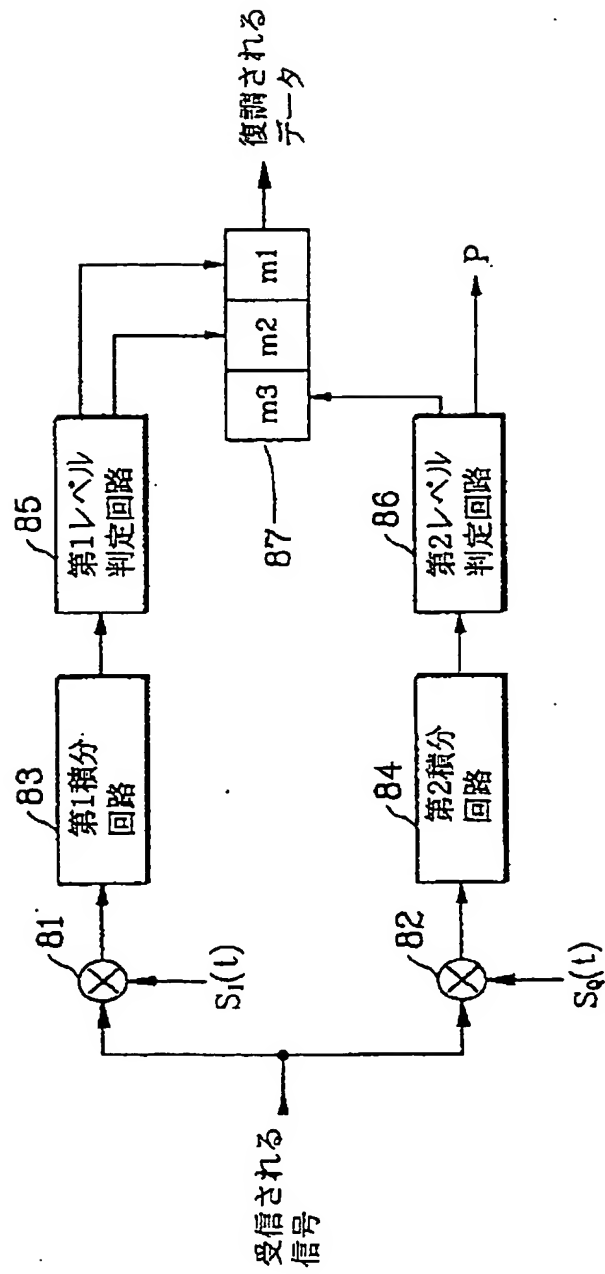
【図7】

図7



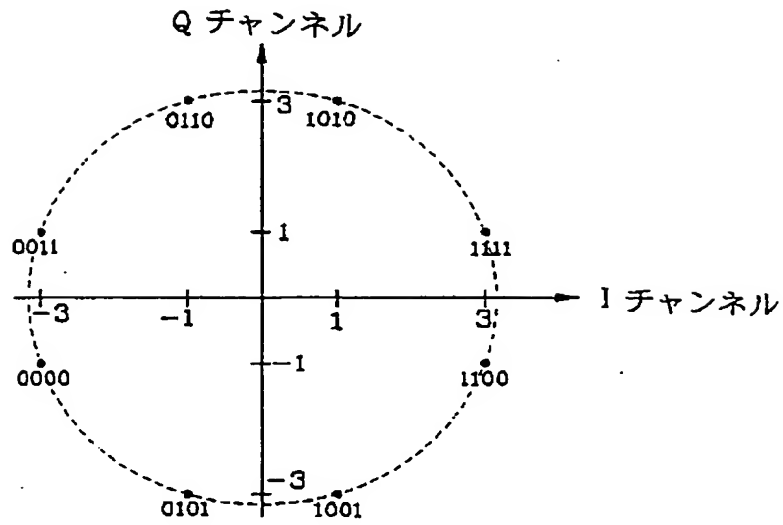
【図8】

図8



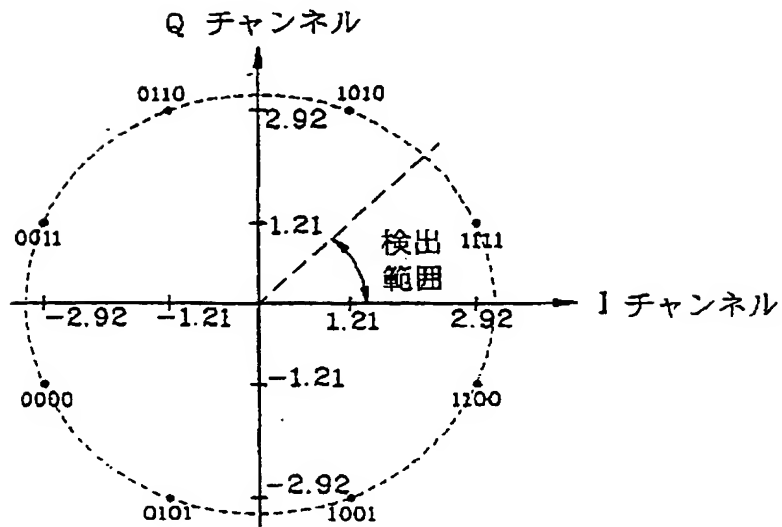
【図9】

図9



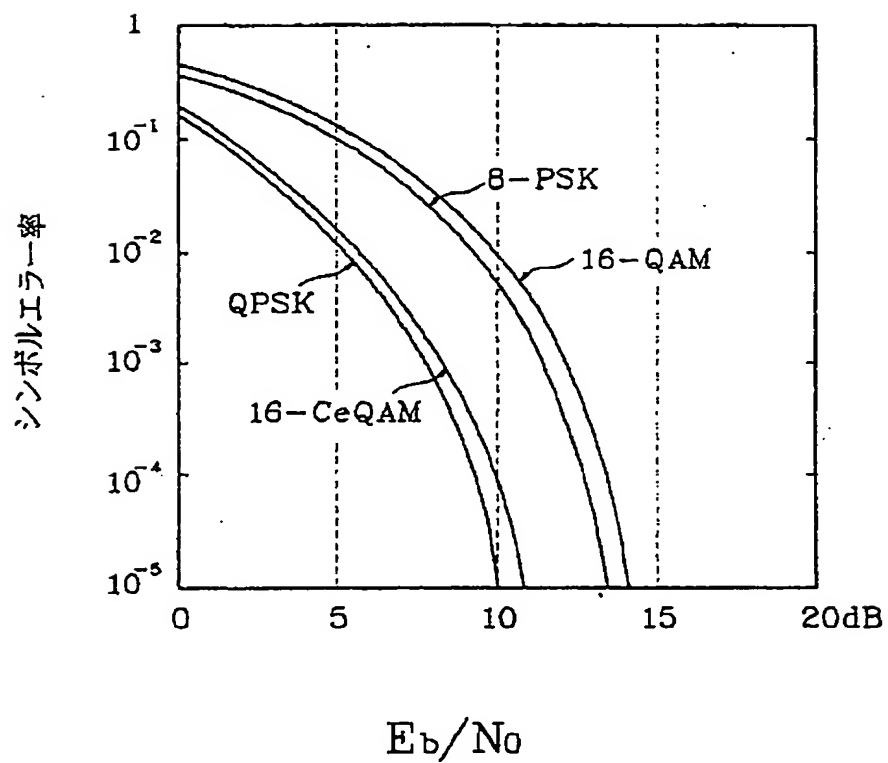
【図10】

図10



【図11】

図11



【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR 97/00176

<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b>		
IPC <sup>6</sup> : H 04 L 27/34, 1/00		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b>		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
IPC <sup>6</sup> : H 04 L; H 04 J; H 03 M		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
NPI		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	Patent Abstracts of Japan, 22 March 1996 (22.03.96),	1
A	Publication number 8-079325 A (HITACHI).	3,4,8
Y	EP 0 052 463 A1 (PLESSEY) 26 May 1982 (26.05.82),	1
A	page 3, line 14 - page 6, line 3; fig.1-5.	3,4,8
A	Patent Abstracts of Japan, 21 June 1996 (21.06.96),	1,3,4,8
	Publication number 8-163077 A (RICOH).	
A	EP 0 353 694 A2 (SIEMENS) 07 February 1990 (07.02.90),	1,3,4,8
	abstract; column 1, line 1 - column 3, line 12.	
----		
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance. "E" earlier document but published on or after the international filing date. "L" documents which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified). "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means. "T" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed. "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention. "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone. "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "&" document member of the same patent family.		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
11 December 1997 (11.12.97)		05 January 1998 (05.01.98)
Name and mailing address of the ISA/AT AUSTRIAN PATENT OFFICE Kohlmarkt 8-10 A-1014 Vienna Facsimile No. 1/53424/535		Authorized officer Hajos Telephone No. 1/53424/410

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)